

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-082285

(43)Date of publication of application : 21.03.2000

(51)Int.Cl.

G11C 11/407
G06F 1/32
G11C 11/418
G11C 11/413
G11C 27/02
H03K 19/0948

(21)Application number : 11-169310

(71)Applicant : HITACHI LTD
HITACHI DEVICE ENG CO LTD

(22)Date of filing : 04.11.1992

(72)Inventor : KAWAHARA TAKAYUKI
KAWAJIRI YOSHIKI
AKIBA TAKESADA
HORIGUCHI SHINJI
WATABE TAKAO
KITSUKAWA GORO
KAWASE YASUSHI
TACHIBANA RIICHI
AOKI MASAKAZU

(30)Priority

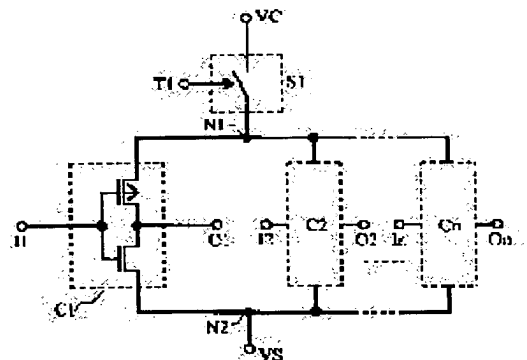
Priority number : 03292688 Priority date : 08.11.1991 Priority country : JP

(54) SEMICONDUCTOR INTEGRATED CIRCUIT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce current consumption at a standby time in the case of using plural CMOS circuits using a minute MOS transistor.

SOLUTION: A device parameter of a switching transistor S1 is set so that the leakage current of the switching transistor S1 constituting a source switch to be turned off at the standby time becomes smaller than a total sum of sub-threshold currents of (p) channel or (n) channel MOS in the off state of plural CMOS circuits Ci. By such a manner, the current at the standby time of plural CMOS circuits Ci becomes the small leakage current of the switching transistor S1 not the large sub-threshold currents of the Ci when the minute MOS is used.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 16.06.1999

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 04.12.2001

[Kind of final disposal of application other than the

examiner's decision of rejection or application converted
registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of 2001-23022
rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of 25.12.2001
rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

SEMICONDUCTOR INTEGRATED CIRCUIT

Patent Number: JP2000082285

Publication
date: 2000-03-21

Inventor(s): KAWAHARA TAKAYUKI; KAWAJIRI YOSHIKI; AKIBA TAKESADA; HORIGUCHI SHINJI; WATABE TAKAO; KITSUKAWA GORO; KAWASE YASUSHI; TACHIBANA RIICHI; AOKI MASAKAZU

Applicant(s): HITACHI LTD;; HITACHI DEVICE ENG CO LTD

Requested
Patent: JP2000082285

Application
Number: JP19990169310 19921104

Priority Number
(s):

IPC
Classification: G11C11/407; G06F1/32; G11C11/418; G11C11/413; G11C27/02; H03K19/0948

EC
Classification:

Equivalents:

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce current consumption at a standby time in the case of using plural CMOS circuits using a minute MOS transistor.

SOLUTION: A device parameter of a switching transistor S1 is set so that the leakage current of the switching transistor S1 constituting a source switch to be turned off at the standby time becomes smaller than a total sum of sub-threshold currents of (p) channel or (n) channel MOS in the off state of plural CMOS circuits Ci. By such a manner, the current at the standby time of plural CMOS circuits Ci becomes the small leakage current of the switching transistor S1 not the large sub-threshold currents of the Ci when the minute MOS is used.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-82285

(P2000-82285A)

(43) 公開日 平成12年3月21日 (2000.3.21)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テマコード* (参考)
G 1 1 C	11/407	G 1 1 C 11/34	3 5 4 D
G 0 6 F	1/32	27/02	F
G 1 1 C	11/418	G 0 6 F 1/00	3 3 2 A
	11/413	G 1 1 C 11/34	3 0 1 B
	27/02		3 3 5 A

審査請求 有 請求項の数13 O L (全 11 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願平11-169310
(62) 分割の表示 特願平4-294799の分割
(22) 出願日 平成4年11月4日 (1992. 11. 4)
(31) 優先権主張番号 特願平3-292688
(32) 優先日 平成3年11月8日 (1991. 11. 8)
(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000005108
株式会社日立製作所
東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地
(71) 出願人 000233088
日立デバイスエンジニアリング株式会社
千葉県茂原市早野3681番地
(72) 発明者 河原 尊之
東京都国分寺市東恋ヶ窪1丁目280番地
株式会社日立製作所中央研究所内
(74) 代理人 100075096
弁理士 作田 康夫

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 半導体集積回路

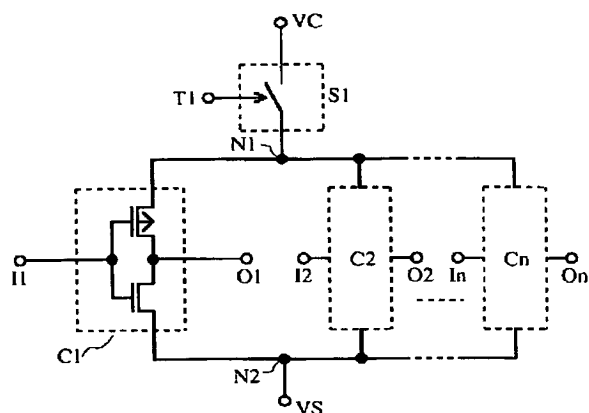
(57) 【要約】

【課題】 微細MOSトランジスタを用いた複数のCMOS回路C_iを用いた半導体集積回路において待機時の消費電流を低減する。

【解決手段】 待機時にオフとされる電源スイッチを構成するスイッチングトランジスタS₁のリーク電流が複数のCMOS回路C_iのオフ状態のpチャネルまたはnチャネルのMOSのサブスレッショルド電流の総和より小さくなるように、S₁のデバイスパラメータを設定する。

【効果】 複数のCMOS回路C_iの待機時の電流は、微細MOSを用いた場合のこのC_iの大きなサブスレッショルド電流ではなく、スイッチングトランジスタS₁の小さなリーク電流となる。

図 1



【特許請求の範囲】

【請求項1】論理回路と、

制御信号で上記論理回路内に流れる電流を変化させる電流制御手段を有し、

上記制御信号が第1状態から第2状態に変化した後に、上記論理回路の入力信号は第1レベルから第2レベルへ変化し、

上記論理回路に流れる電流の大きさは上記制御信号が上記第1状態のときよりも上記第2状態のときの方が大きいことを特徴とする半導体集積回路。

【請求項2】論理回路と、

制御信号で上記論理回路内に流れる電流を変化させる電流制御手段を有し、

上記制御信号が第2状態から第1状態に変化する前に、上記論理回路の入力信号は第1レベルから第2レベルへ変化し、

上記論理回路に流れる電流の大きさは上記制御信号が上記第1状態のときよりも上記第2状態のときの方が大きいことを特徴とする半導体集積回路。

【請求項3】論理回路と、

制御信号で上記論理回路内に流れる電流を変化させる電流制御手段を有し、

上記論理回路に流れる電流の大きさは上記制御信号が上記第1状態のときよりも上記第2状態のときの方が大きく、

上記制御信号が上記第1状態では上記論理回路の入力信号は第1レベルに保たれることを特徴とする半導体集積回路。

【請求項4】第1と第2電位点の間に論理回路と、

上記第1電位点と第1動作電位点の間に制御信号により制御される電流制御手段を有し、

上記電流制御手段は上記第1電位点と上記第2電位点の間に流れる電流を第1状態と、上記第1状態よりも流れる電流の大きさが大きい第2状態の間で切り替え、

上記電流制御手段が上記制御信号を受けて上記第1状態から上記第2状態に移行した後で、上記論理回路の入力信号が変化することを特徴とする半導体集積回路。

【請求項5】第1と第2電位点の間に論理回路と、

上記第1電位点と第1動作電位点の間に制御信号により制御される電流制御手段を有し、

上記電流制御手段は上記第1電位点と上記第2電位点の間に流れる電流を第1状態と、上記第1状態よりも流れる電流の大きさが大きい第2状態の間で切り替え、

上記電流制御手段が上記制御信号を受けて上記第2状態から上記第1状態に移行する前に、上記論理回路の入力信号が変化することを特徴とする半導体集積回路。

【請求項6】第1と第2電位点の間に論理回路と、

上記第1電位点と第1動作電位点の間に制御信号により制御される電流制御手段を有し、

上記電流制御手段は上記第1電位点と上記第2電位点の

間に流れる電流を第1状態と、上記第1状態よりも流れる電流の大きさが大きい第2状態の間で切り替え、上記制御信号が上記第2状態のときに上記論理回路の入力信号が変化することを特徴とする半導体集積回路。

【請求項7】上記制御信号が上記第1状態のときは上記論理回路の入力信号は固定されることを特徴とする請求項4乃至請求項6のいずれかに記載の半導体集積回路。

【請求項8】上記制御信号が上記第1状態であるとき待機時で、上記制御信号が上記第2状態であるとき動作時であることを特徴とする請求項1乃至請求項7のいずれかに記載の半導体集積回路。

【請求項9】上記論理回路は少なくとも一つのNMOSトランジスタと一つのPMOSトランジスタからなることを特徴とする請求項1乃至請求項8のいずれかに記載の半導体集積回路。

【請求項10】上記電流制御手段はトランジスタで構成されることを特徴とする請求項1乃至請求項8のいずれかに記載の半導体集積回路。

【請求項11】上記電流制御手段の上記トランジスタはMOSトランジスタで、論理回路に含まれる同導電型のチャネルを持つMOSトランジスタのしきい値電圧の絶対値よりも高いしきい値電圧の絶対値の電圧を有することを特徴とする請求項10に記載の半導体集積回路。

【請求項12】上記論理回路は上記第1と第2電位点間に少なくとも一つ以上の第1MOSトランジスタのソース・ドレイン経路を有することを特徴とする請求項4乃至請求項7のいずれかに記載の半導体集積回路。

【請求項13】上記電流制御手段の上記トランジスタはMOSトランジスタで、

上記第1電位点にドレインが接続された上記第1MOSトランジスタのゲート幅の総和よりも狭いゲート幅を持つことを特徴とする請求項12に記載の半導体集積回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、高集積密度で待機時の消費電流を低減した半導体集積回路に関する。

【0002】

【従来の技術】待機時の消費電力が極めて小さい半導体集積回路としては、CMOS回路が周知である。入力が高レベルの時は、pチャネルMOSトランジスタがオフで、nチャネルMOSトランジスタがオンであり、出力の容量性負荷の放電が完了するとnチャネルMOSトランジスタがオフとなり、この状態では消費電力は無視できる。入力が高レベルの時は、pチャネルMOSトランジスタがオンで、nチャネルMOSトランジスタがオフであり、出力の容量性負荷の充電が完了するとpチャネルMOSトランジスタがオフとなり、この状態でも消費電力は同様に無視できる一方、チップ内の内部回路に微細化されたMOSトランジスタを使用し、かつ微細化に伴うMOSトランジスタの降伏電圧低下に対処する

ため外部電源電圧より低い内部電源電圧をチップ内の電圧降下回路(オンチップ電圧リミッタ)で発生し、この内部電源電圧を内部回路に供給するようにした高集積密度で半導体集積回路は、従来より、特開昭57-172761に記載されている。

【0003】一方、特開昭63-140486には、電源投入直後の内部回路の過渡電流の立上り速度を大きくする一方、過渡電流のピーク値を抑制するため、外部電源と内部回路との間にカレントミラー回路を接続して、内部回路に供給する電流を制限するとともに、帰還によって内部回路への供給電圧の上昇を所定値でクランプする方式が開示されている。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、最近の半導体集積回路に用いられる微細加工技術の進展は目覚ましく、加工寸法0.1 μm へと近づきつつある。チャネル長が1 μm のMOSトランジスタと比較すると、チャネル長が0.1 μm 前後のMOSトランジスタはしきい値電圧が低くなるとともにゲート・ソース間電圧がしきい値電圧以下となってもドレイン電流は0とならない。このゲート・ソース間電圧がしきい値電圧以下の領域でのリーク電流は、サブスレッショルド電流と呼ばれ、ゲート・ソース間電圧に指数関数的に比例する。反対に、しきい値電圧とは、ドレイン電流がゲート・ソース間電圧に指数関数的に比例する領域で定義したものであり、例えばゲート幅が10 μm の時に10nAのドレイン電流が流れるゲート・ソース間電圧である。微細化にともなって生じるこのサブスレッショルド電流の増大は集積回路の低消費電力化という要請に反するという問題がある。特に、微細化されたMOSトランジスタを使用した半導体集積回路の非動作状態の消費電力は、このサブスレッショルド電流により決定され、このサブスレッショルド電流を抑えることが低消費電力を達成するために必要である。

【0005】ところで、半導体メモリのワード線を駆動するワードドライバをCMOS回路で構成することにより、半導体メモリの低消費電力化が実現される。しかし、ワードドライバのCMOS回路のMOSトランジスタを微細化すると下記の如き問題が生じる。すなわち、ワード線の寄生容量が大きいので、ゲート幅の大きなMOSトランジスタをワードドライバの駆動トランジスタに用いる必要がある。このためワードドライバのゲート幅の総計は、DRAMチップ全体のゲート幅の総計のおよそ半分にも達する。しかし、サブスレッショルド電流はゲート幅に比例して増大するので、大きなゲート幅のMOSトランジスタをワードドライバの駆動トランジスタに用いるとワードドライバのCMOS回路の待機時の消費電力が大きくなるという問題が生じる。

【0006】すなわち、半導体メモリは一般に多数のワードドライバを用いているので、CMOS回路で構成さ

れたワードドライバの駆動MOSトランジスタのサブスレッショルド電流を抑えることが必要となる。例えば、4MbDRAMを例にすると、リフレッシュ期間16msec中約15.9msecの期間(実に99%以上の期間)は全てのワード線が非選択状態の期間であり、この非選択状態ではワードドライバの駆動MOSトランジスタのサブスレッショルド電流が流れることとなるので、非選択状態での消費電力は、ワードドライバで微細化された駆動MOSトランジスタのサブスレッショルド電流によって決定される。このような問題は、特に、電池動作の半導体集積回路の場合に深刻な問題となる。

【0007】一方、特開昭57-172761に開示された電圧降下回路の技術を上記のDRAMの如き半導体メモリに適用したとすると、サブスレッショルド電流の大きいMOSトランジスタを含む内部回路の内部電源電圧はオンチップ電圧リミッタの出力から供給される。しかし、この場合に、オンチップ電圧リミッタはその出力電流に関しては電流制限の機能を有していないので、上記で問題とされたサブスレッショルド電流を低減することはできない。

【0008】一方、特開昭63-140486に開示されたカレントミラー回路の技術を上記のDRAMの如き半導体メモリに適用したとすると、サブスレッショルド電流の大きいMOSトランジスタを含む内部回路の内部電源電圧と内部電源電流とはカレントミラー回路の出力トランジスタから供給される。しかし、この場合に、カレントミラー回路は内部回路の過渡電流のピーク値を所定値以下に制限するという電流制限の機能を有するものの、この所定値に対応するサブスレッショルド電流は上述のサブスレッショルド電流よりはるかに大きな値であり、やはり、上記で問題とされたサブスレッショルド電流を低減することはできない。

【0009】従って、本発明の目的は、微細化されたCMOS回路を使用しても、微細化に伴う大きなサブスレッショルド電流によって待機時の消費電力が決定されない半導体集積回路を提供することにある。

【0010】

【課題を解決するための手段】かかる目的を達成するには、スイッチングMOSトランジスタを、複数のCMOS回路に共通の第1の電源端子と外部電源端子或いはオンチップ電圧リミッタの出力である内部電源端子との間に具備し、スイッチングMOSトランジスタのゲート・ソース間にしきい値電圧の絶対値よりも小さい電圧振幅の制御信号が印加され、かつ複数のCMOS回路の第1の電源端子と第2の電源端子が短絡された場合に、外部電源端子或いはオンチップ電圧リミッタの出力である内部電源端子から上記スイッチングMOSトランジスタのソース・ドレイン経路を通して流れる第1のサブスレッショルド電流が、複数のCMOS回路に含まれるそのソースが電気的に第1の電源端子に接続されたスイッチン

グMOSトランジスタと同導電型チャネルの複数のMOSトランジスタのゲートソース間にそのしきい値電圧の絶対値よりも小さい電圧振幅の信号が印加され、かつスイッチングMOSトランジスタのソースドレイン間が短絡された場合に、外部電源端子或いはオンチップ電圧リミッタの出力である内部電源端子から複数のCMOS回路のMOSトランジスタのソースドレイン経路を通して流れる第2のサブスレッシュヨルド電流よりも小さくなるようにスイッチングMOSトランジスタのデバイスパラメータを設定する。

【0011】待機状態では、オフ状態の複数のCMOS回路の電流はオフ状態のスイッチングMOSトランジスタのサブスレッシュヨルド電流に制限される。

【0012】

【発明の実施の形態】本発明を実施例を用いて具体的に述べる。なお、特に断らない限り端子名を表す記号は同時に配線名、信号名も兼ね電源の場合はその電圧値も兼ねるものとする。

【0013】図1は、本発明の第1の実施例を示す図である。C_i (i=1~n) はCMOSトランジスタを用いて構成した論理回路又はドライバであるが、出力端子O_iの駆動に注目しここでは単純なCMOSインバータを例にしている。I_iはその入力端子である。V_SとV_Cは外部電源もしくは内部降圧回路又は内部昇圧回路等の内部電圧変換回路で発生する内部電源からの電源線である。外部電源電圧は、例えば1.5~3.6V程度である。V_Cは例えば1.5~2.5Vに設定される。V_Sは通常0Vである。このC_iとV_Cとの間にスイッチ回路S₁を挿入する。T₁はこのスイッチ回路の制御端子である。スイッチ回路S₁には例えばMOSトランジスタやバイポーラトランジスタなどを用いる。N₁はCMOSインバータ群の第1の電源端子である。N₂はCMOSインバータ群の第2の電源端子である。

【0014】この回路の動作を図2を用いて説明する。ここでは、動作時には1つの回路（ここではC₁）のみが動作する場合を考える。すなわち、スイッチS₁が動作時に供給する電流はC_iのうちの1回路分（ここではC₁での消費電流）のみで良い。また、図2では、T₁が高レベルの時S₁はオンし、T₁が低レベルの時にS₁はオフする場合としている。

【0015】最初の待機時は、C_iの入力I_iはすべて高レベルV_Cで、出力O_iはすべて低レベルV_Sである。この時、pチャネルMOSトランジスタは通常はオフ状態であり、nチャネルMOSトランジスタは通常はオン状態である。しかし、微細化によってオフ状態のサブスレッシュヨルド電流が問題となる。すなわち、ここでスイッチS₁が無い場合に問題になるサブスレッシュヨルド電流は、出力O_iが低レベルの時、オフのpチャネルMOSトランジスタとオンのnチャネルMOSトランジスタを通してV_CからV_Sに向かって流れる電流であ

る。本実施例では待機時にT₁を低レベルに設定し、スイッチS₁をオフさせる。しかし、スイッチS₁をオフしても、スイッチS₁のリーク電流を無視できない。しかし、スイッチS₁のリーク電流が上述のサブスレッシュヨルド電流より小さく設定されている。従って、この時、V_CからC_iへの最大電流はスイッチS₁のリーク電流である。これによって、低電圧動作のためにC_iに低いしきい値電圧を持つMOSトランジスタを用いたとしても、C_iに流れる電流はサブスレッシュヨルド電流で決定されるのではなく小さなスイッチS₁のリーク電流によって決定される。よって待機時の消費電流も小さい。

【0016】次に、動作時となるとT₁が高レベルとなりS₁がオンし、S₁がC₁の出力O₁を充電するのに必要な電流を供給する状態となる。ここで、入力I₁が低レベルV_Sへと変化し、出力O₁は電源V_Cからの電流によって電圧V_Cまで上昇する。その後入、力I₁は高レベルV_Cとなり出力O₁は低レベルV_Sとなる。以上の動作が完了すると再び待機状態でT₁は低レベルとなり、S₁はオフする。

【0017】尚、このスイッチS₁はpチャネルMOSトランジスタまたはpnpバイポーラトランジスタで形成できる。

【0018】図3は本発明の第2の実施例を示す図である。図1と異なる点は、V_CとC_iとの間にスイッチS₁を設ける代わりに、V_SとC_iとの間にスイッチS₂を設けた点と、第1の電源端子N₁と第2の電源端子N₂が逆になった点である。その他は図1と同じである。この回路の動作を図4に示している。

【0019】この図3の回路では、スイッチS₂のリーク電流が入力I_iに低電位が印加された回路C_iのnチャネルMOSトランジスタのサブスレッシュヨルド電流より小さく設定されている。従って、この時、C_iからV_Sへの最大電流はスイッチS₂のリーク電流である。これによって、低電圧動作のためにC_iに低いしきい値電圧を持つMOSトランジスタを用いたとしても、C_iに流れる電流はサブスレッシュヨルド電流で決定されるのではなく小さなスイッチS₂のリーク電流によって決定される。よって待機時の消費電流も小さい。

【0020】尚、このスイッチS₂はnチャネルMOSトランジスタまたはnpnバイポーラトランジスタで形成できる。

【0021】図5は、本発明の第3の実施例を示す図である。本実施例では、図1の第1の実施例のスイッチS₁を具体的にpチャネルMOSトランジスタで構成している。このpチャネルMOSトランジスタS₁の電流駆動能力は、低電位の入力I_iに応答して出力O_iを充電する回路C_iの数を考慮して設定されている。一方、待機時の消費電流を低減するには、上述のようにスイッチS₁のリーク電流を小さな値にすることが必要となる。

このために、スイッチS1のpチャネルMOSトランジスタのデバイスパラメータを設定する必要がある。例えば、スイッチS1のpチャネルMOSトランジスタのゲート幅は、回路C1、C2...Cnの全pチャネルMOSトランジスタのゲート幅の総和よりも小さく、1つの回路CiのpチャネルMOSトランジスタのゲート幅よりも大きく設定されている。リーク電流を小さくするためには、スイッチS1のpチャネルMOSトランジスタのしきい値電圧を大きくするか、ゲート長を大きくするか、またはゲート絶縁膜厚を大きくすることでも可能である。これによって、待機時の消費電流を小さく抑えることができる。

【0022】この回路の動作を図6を用いて説明する。尚、動作時には1つの回路C1のみ高電位を出力するのである。

【0023】まず、最初待機時において、先の実施例と同様に、Ciの入力Iiはすべて高レベルVCとし、出力Oiはすべて低電位VSである。また、C1、C2...Cnのサブスレッショルド電流の総和よりもスイッチ素子S1で流れるサブスレッショルド電流が小さいので、共通電源端子Nの電位は徐々に低下する。すると例えば回路C1のpチャネルMOSトランジスタを考えると、そのゲート電圧はVCであるが、ソース電圧はVCより低くなる。すなわちpチャネルMOSトランジスタはさらに強いオフ状態となるので、サブスレッショルド電流は大きく減少する。サブスレッショルド電流のゲート・ソース間電圧依存性はおよそ $\text{DECADE}/100\text{ mV}$ 程度である。従って、0.2Vも下がればサブスレッショルド電流は $1/100$ となってしまうのである。従って、待機時の期間がある程度長くなると、端子Nの電位低下によって消費電流は無視できるほど小さくできる。

【0024】動作時にpチャネルMOSトランジスタS1をオンとするため、T1が低レベルVSとなることが先の実施例との相違点であり、その他は先の実施例と同様である。なお、このスイッチS1をpnpバイポーラトランジスタで構成することも可能である。

【0025】バイポーラトランジスタで構成する場合には、第1と第2の電源端子を持つ複数のCMOS回路の少なくとも一方の電源端子と、外部電源端子或いはオンチップ電圧リミッタの出力である内部電源端子との間にnpnまたはpnpのスイッチングバイポーラトランジスタを設ける。そして、この複数のCMOS回路の第1と第2の電源端子をショートした時のスイッチングバイポーラトランジスタがオフ状態でのリーク電流を、反対にスイッチングバイポーラトランジスタをショートした場合の(ショートしない)複数のCMOS回路がオフ状態でのサブスレッショルド電流よりも小さくなるように、スイッチングバイポーラトランジスタのデバイスパラメータを設定する。デバイスパラメータとは例えばエ

ミッタ幅である。

【0026】図7は、本発明の第4の実施例を示す図である。本実施例では図5で示した第3の実施例のスイッチS1と並列に電源VCとCiとの間に第1の電源端子N1のポテンシャルをVCとVSとの間の所定のポテンシャルに維持する電圧クランプ回路Lを有することを特徴とする。

【0027】例えば、この記電圧クランプ回路Lは、ドレインがVCに設定され、そのゲートが所定の電位に設定され、そのソースが端子N1に接続されたソースフォロワ動作のnチャネルMOSトランジスタで構成される。本実施例では、ゲートとドレインとが短絡されたダイオード接続のnチャネルMOSトランジスタによってこの電圧クランプ回路が実現されている。

【0028】この回路の特長と動作を図8を用いて説明する。最初の状態は図5及び図6で説明した場合と同じである。この時、Ciの共通電源端子N1の電位は図8に示すようにと電圧クランプ回路Lの有る場合(実線)と無い場合(破線)では待機時において異なる。極めて長い待機時が続くと、電圧クランプ回路Lが無い場合はCiで流れるサブスレッショルド電流とその他のリーク電流によって端子N1の電位は最悪の場合VSまで低下する。このため、待機時から動作時に移行するには、まず共通電源端子N1を充電しなければならないので、この充電完了まで動作状態への移行に遅延が生じる。これに対して、電圧クランプ回路Lを構成しているnチャネルMOSトランジスタのしきい値電圧をVTとすると、電圧クランプ回路Lがある場合には、共通電源端子Nの電位は $VC - VT$ までしか低下しない。従って、動作状態への移行が短時間で終了する。尚、入力にVCが印加された待機時のCiのサブスレッショルド電流が先の実施例と同様に無視できる程度に小さくなるように、N1のクランプ電位 $VC - VT$ のレベルが設定されている。例えば、VTを0.2Vとし、サブスレッショルド電流のゲート・ソース間電圧依存性を $\text{DECADE}/100\text{ mV}$ とするとサブスレッショルド電流を $1/100$ 以下にできる。

【0029】本発明は、多数の同種のCMOS回路を含む半導体集積回路が待機状態(電源電圧が実質的に供給されない状態で、出力から有効データが出力することを保証できない状態)となる動作モードを有する場合、この待機状態の消費電流を低減するのに好適である。

【0030】半導体メモリ、例えば、ダイナミック形ランダムアクセスメモリ(DRAM)、スタティック形ランダムアクセスメモリ(SRAM)、或いはEEPROMのような不揮発性メモリはワードデコーダ、ワードドライバ、Y系デコーダ、Y系ドライバを有する。従って、出力から有効データが出力することを保証できない半導体メモリの待機状態で、このようなデコーダやドライバの消費電流を大きく削減すれば、長時間の電池動作

を保証することができる。

【0031】本発明のCMOS回路をこのようなデコーダやドライバに適用することにより、消費電流が大きく削減され、長時間の電池動作を保証することができる。

【0032】図9は本発明をダイナミック形ランダムアクセスメモリのワードドライバ・デコーダに適用した例を示す図である。WD1～WD8はワードドライバであり図1のCiに相当し、これに電源VCHから電流を供給するスイッチがS11である。またXD1はデコーダでありこれもまた図1のCiに相当し、これに電源VCLから電流を供給するスイッチがS12である。ワードドライバWD1～WD8用の電源電圧VCHはメモリセル(図示せず)の蓄積電圧を充分に取るために必要な高い電圧に設定される。例えば、メモリセルの蓄積電圧を1.5Vとすると、VCHは2.5Vにする。デコーダXD1用の電源電圧VCLはメモリセルを直接駆動する必要がないため、消費電流を下げかつスピードがあまり劣化しないようできるだけ低い電圧に設定される。例えば、1.5Vにする。このためVCHはVCLより高く設定される。VCHは例えば外部電源電圧を昇圧することによっても得られる。WD1～WD8とXD1とで回路ブロックXB1を構成し、このような回路ブロックがXB1～XBnとn個ある場合を示している。W11～Wn8はワード線である。WD1においてpMOSのMW1とnMOSのMW2がワード線W11を駆動するCMOSインバータである。また、XDPHはプリチャージ信号である。このWD1の基本的な動作は特開昭62-178013に示すようにnMOS MS1がオフの状態ではXDPHでPMOS MP1をオンさせて端子N3をVCHにプリチャージしCMOSインバータの出力であるW11を低レベルVSにしておき、この後nMOS MS1を選択的にオンさせてN3の電位を低下させてCMOSインバータを反転させるというものである。pMOS MF1は誤動作防止用にCMOSインバータの出力から入力へ弱い帰還をかけるものである。MS1の制御はXmと後述するデコーダの出力N2とで行なう。従来このようなワードドライバにおいてpMOS MW1は他のワードドライバと共に電源VCHに直接接続していた。このMW1は一般にワード線の負荷が大きいため、ゲート幅の大きいものを用いる。このため多数あるワードドライバ全体でのゲート幅の総計はチップ全体の論理回路のゲート幅の総計の大半を占めてしまう。従来はこのような大きなゲート幅分のMOSが電源VCHに接続されていた。このため加工技術の微細化に伴うMOSのソース・ドレイン間耐圧の低下にあわせて電源電圧を下げ、この電源電圧下で高速動作を維持するためにしきい値電圧を下げようとする、サブスレッショルド電流が増加してしまうという問題を有していた。これは待機時電流の増加となり低電圧化により電池駆動ができて、消費電流の点から障害となる。本発明では、ワ

ードドライバの電源VCHと多数のワードドライバとの間にスイッチS11を設ける。このスイッチS11の出力VCHLに多数のワードドライバを接続している。このスイッチS11はpMOSで構成しており、このpMOSのゲート幅は一度に動作するワードドライバに電流を供給できれば良いため小さくて済むのである。このpMOSをVCHに接続しているためサブスレッショルド電流も小さくて済むことになる。これによって、従来の課題は解決される。例えば、MW1のゲート幅を20 μ mとし、ワードドライバ512ヶ毎に1ヶのS11を設けるとすると、このS11内のT11で制御されるpMOSのゲート幅は200 μ mもあれば良い。また、このpMOSのしきい値電圧はMW1よりも絶対値で例えば0.1V高く設定する。これによりサブスレッショルド電流を3ヶタ低減することができる。

【0033】デコーダXD1の構成も同様である。ワードドライバと異なる点はワードドライバのMS1の代わりに2段直列のnMOS MS21、MS22を配置している点のみである。MD1、MD2がデコーダの出力端子N2を駆動するCMOSインバータであり、MP2はプリチャージ用のPMOSであり、XDPはプリチャージ信号であり、MF2はCMOSインバータの出力から入力へ弱い帰還をかけているpMOSである。MS21とMS22の制御はXiとXjとXkで行なう。従来このようなデコーダにおいてもMD1は電源VCLに直接接続されていた。このためVCLに多数のデコーダのMOSが接続されることになり、加工技術の微細化が進み電源電圧の低下にあわせてしきい値電圧を小さくすると大きなサブスレッショルド電流が流れることになってしまう。本発明を用いて、電源と多数のデコーダとの間にスイッチS12を設けてやり、この出力VCLLとデコーダを接続する。こうすれば、このスイッチを構成するpMOSのゲート幅は動作する少数のデコーダに電流を供給できれば良いので小さくて済む。このpMOSをVCLに接続するため、サブスレッショルド電流も小さくできる。

【0034】次に、図10を用いてこの回路の動作を説明する。／RASは図9には示していないがチップに印加され、このワードドライバ・デコーダ群を動作させるか否かを制御する信号である。この信号とやはりチップ外部から印加するどのワード線を選択するかを指定するいわゆるアドレス信号から、図9には示していないチップ内の回路によって図9の回路を動作させるのに必要な信号を発生する。最初、／RASは高レベルでありチップは待機状態となっている。この時、Xiは高レベルVCLであり、Xj及びXkは低レベルVSであるためMS21及びMS22はオフしデコーダは非選択状態となっている。更にXDPは低レベルVSであるためpMOS MP2はオンしデコーダのCMOSインバータの入力N1はVCLにプリチャージされ、このため、デコー

グの出力N2は低レベルVSとなっている。一方ワードドライバにおいてXmは高レベルVCLであり、又N2は前述の通り低レベルVSであるのでnMOS MS1はオフしている。また、XDPHは低レベルVSであるためpMOS MP1はオンしN3は高レベルVCHにプリチャージされており、よってワード線W11は低レベルとなっている。他の、ワードドライバ・デコーダにおいても同様であり全ワード線が低レベルVSとなっている。次に、動作状態となると/RASが低レベルとなり、プリチャージ信号XDPは高レベルVCL、XDPHは高レベルVCHとなる。T11及びT12も低レベルVSとなりスイッチS11及びS12をオンさせる。さらに、Xi及びXmが低レベルVSとなりXj及びXkが高レベルVCLとなる。これによって、M21及びM22がオンするためにN1は低レベルVSまでXiに向けて放電される。このため、N2が高レベルVCLとなり、Xmが低レベルVSとなっているためMS1がオンし、N3は低レベルVSまでXiに向けて放電される。これによって、W11が高レベルとなり、これと接続されているメモリセルが選択されることになる。この後、/RASが再び高レベルへ変化すると、Xi、Xj、Xk、Xmは待機時の状態に戻り、またXDP及びXDPHも最初の状態に戻るためワードドライバ・デコーダは非選択状態となり次の動作のためにプリチャージされることになる。なお、図9はワードドライバ・デコーダの場合を示しているが、これはYドライバ・デコーダにも適用できる。この場合は、メモリセルを直接駆動する必要がないため、一般に図9におけるVCHはVCLと同じ電位とすれば良い。

【0035】図11に、図9のスイッチS11及びS12の制御回路の例を示す。MAがこの制御回路の入力信号である。図11ではS11に対してT11をS12に対してT12を設けていたが、この制御回路では、1つの出力信号TによってS11及びS12を制御する。この回路の動作を図12を用いて説明する。/RASが高レベルである非選択状態では、MAは低レベルVSであるため、nMOS MG2はオフしている。また、CMOSインバータによってM1は高レベルVCLである。このため、フリップフロップを構成し電源がVCHに接続されたレベル変換回路において、M2は低レベルVSとなっており、pMOS MG1はオンしている。このためTは高レベルVCHとなっており、スイッチS11及びS12はオフしている。次に/RASが高レベルとなり、動作状態となるとMAは高レベルVCLとなり、M1は低レベルVSとなる。これによって、NORのフリップフロップは反転し、M2は高レベルVCHとなる。ここで、MAはnMOSMG2のゲートに入力しているため、MAが高レベルになった時点でnMOSMG2はオンする。上述の動作によってM2が高レベルとなるためpMOSMG1も遅れてオフするが、MG2のゲート幅をMG1よりも十分に大きく設定しておくことによって、MAの高レベルVCLへの変化によってTを低レベルVSとすることができる。動作時になったときだけでなく早くスイッチS11及びS12をオンの状態にすることが高速動作に必要なことであるためこのような回路構成を取ると良い。/RASが高レベルとなり非選択状態に戻る場合には、まずMAが低レベルとなり、MG2をオフする。ついでフリップフロップが動作してMG1がオンし、Tを高レベルとする。これによって、スイッチS11及びS12はオフする。

【0036】図13は本発明の半導体メモリを記憶装置Mに用いたデータ処理システムの構成を示す図である。矢印は信号の流れを表わす。Mは本発明を用いたDRAMを、CPUはシステム全体を制御する処理装置を、RAGはリフレッシュアドレス発生装置を、TCは制御信号発生装置を、SLCTはCPUから送られてくるアドレス信号とRAGから送られてくるリフレッシュアドレス信号を切り換えるセレクト装置を、PFYはシステム内の他の装置（例えば外部記憶装置、表示装置、数値演算装置等）を示すものである。PFYは通信回線を通して他の情報処理装置と接続される場合もある。

【0037】DATAはCPUとMとの間で通信されるデータで、AicはCPUで発生するアドレス信号で、AirはRAGで発生するリフレッシュアドレス信号で、AiはSLCTで選択されMに送られるアドレス信号で、STはCPUからRAGに送られるステータス信号で、BSはTCからCPUへのビジー信号で、SEはTCから送られるSLCTの起動をかける信号で、/RAS及び/CASは本発明を用いたDRAMの起動をかける信号である。SGはCPUとシステム内の他の装置との信号のやりとりをまとめて表わしたものである。MとしてはSRAMやEEPROM等も考えられる。この時はもちろんそれに応じた起動信号や制御信号が存在する。

【0038】図13の実施例では、/RAS信号と/CAS信号とがハイレベルとされ、DRAMの記憶装置Mは先の実施例で説明したように超低消費電流の待機状態に移行する。また、この時、CPUもスリープ命令によって、低消費電力の待機状態に、その他の周辺装置も低消費電力の待機状態にすることもできる。

【0039】本発明を用いた半導体集積回路では、電池駆動に適した低い電源電圧下で、しきい値電圧の小さいMOSTランジスタのサブスレッショルド電流よりも小さい消費電流にすることができる。このため、高速で低電圧でありかつ小さな待機時電流の半導体集積回路を実現することができる。

【0040】

【発明の効果】待機時にオフとされる電源スイッチを構成するスイッチトランジスタのリーク電流が複数のCMOS回路のオフ状態のpチャネルまたはnチャネルのM

OSのサブスレッショルド電流の総和より小さくなるように、スイッチトランジスタのデバイスパラメータが設定されている。従って、待機時に複数のCMOS回路に流れる電流はこの複数のCMOS回路のサブスレッショルド電流でなくスイッチトランジスタの小さなリーク電流で設定される。かくして、CMOS回路を微細化し、サブスレッショルド電流が大きくなっても、待機時の消費電流を低減できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】第1の実施例を示す図である。

【図2】第1の実施例の動作を示す図である。

【図3】第2の実施例を示す図である。

【図4】第2の実施例の動作を示す図である。

【図5】第3の実施例を示す図である。

【図6】第3の実施例の動作を示す図である。

【図7】第4の実施例を示す図である。

【図8】第4の実施例の動作を示す図である。

【図9】本発明のワードドライバ・デコーダへの適用を示す図である。

【図10】図9の回路の動作を示す図である。

【図11】制御回路の例を示す図である。

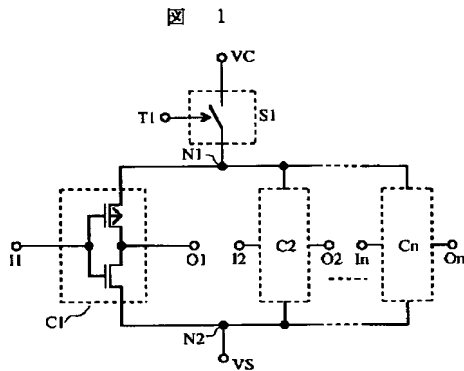
【図12】図11の回路の動作を示す図である。

【図13】本発明を用いたシステム構成を示す図である。

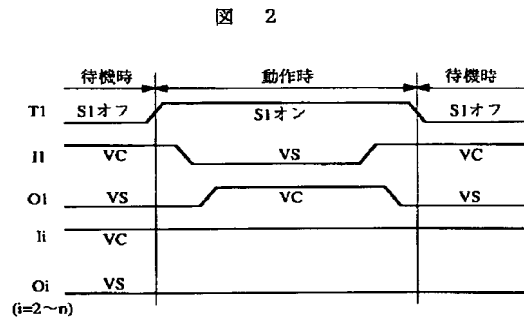
【符号の説明】

S, S1, S2, S11, S12…スイッチ、T, T1, T2, T11, T12…スイッチ制御端子、Ci…1度に少数しか動作しない多数の回路、N1, N2…電源端子、VC…高電位側電源、VS…低電位側電源、I…入力、O…出力、VCH…ワードドライバの高電位側電源、VCL…デコーダの高電位側電源、WD1~WD8…ワードドライバ・デコーダ、XD1…デコーダ、XB1~XBn…ワードドライバ・デコーダ、W11~Wn8…ワード線、Xi, Xj, Xk, Xl…ワードドライバ・デコーダ選択信号、MA…制御回路入力信号、M…メモリ、DRAM、CPU…システム制御処理装置、SLT…アドレス選択装置、RAG…リフレッシュアドレス発生装置、TC…制御信号発生装置、PFY…システム内他の装置、DATA…データ信号、Aic, Air, Ai…アドレス信号、ST…ステータス信号、BS…ビジー信号、SE…起動信号、/RAS, /CAS…DRAMの起動信号。

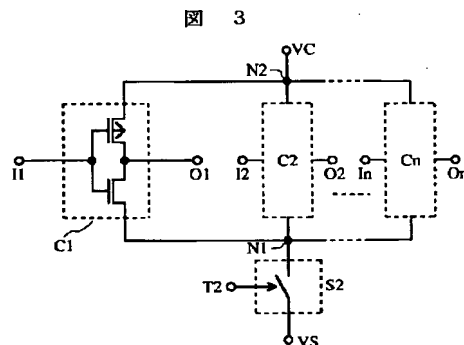
【図1】



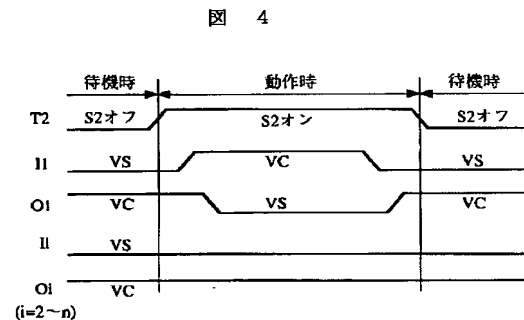
【図2】



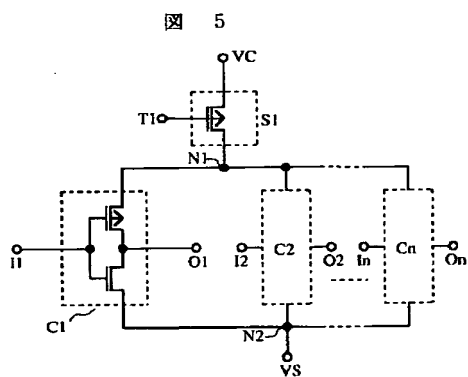
【図3】



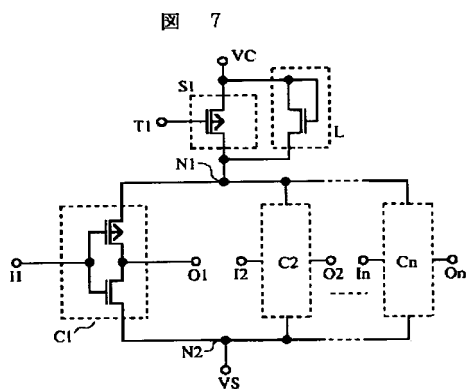
【図4】



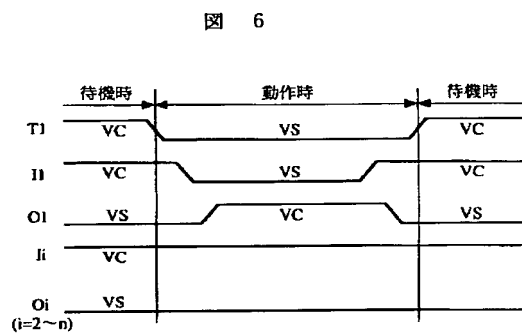
【図5】



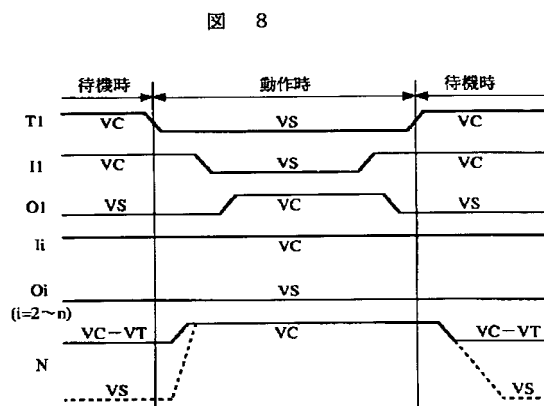
【図7】



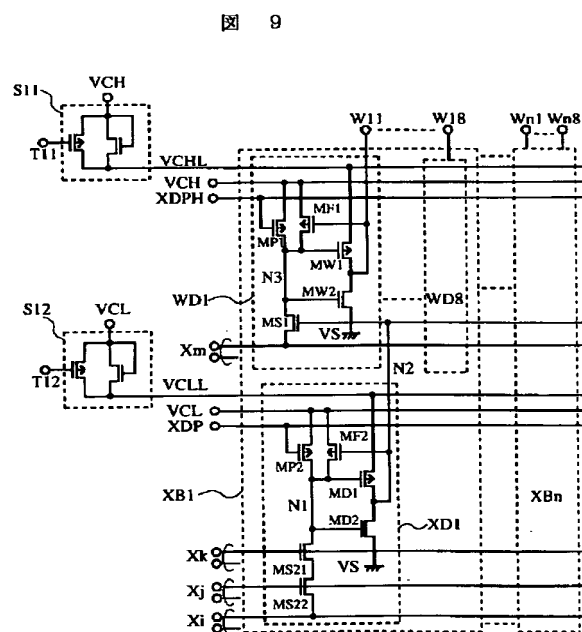
【図6】



【図8】

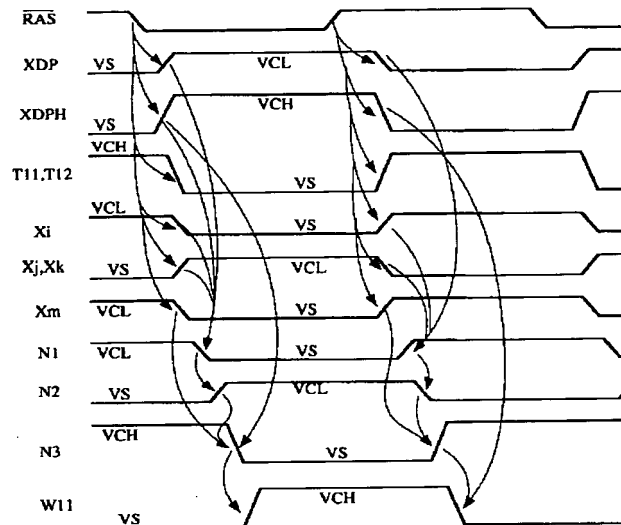


【図9】



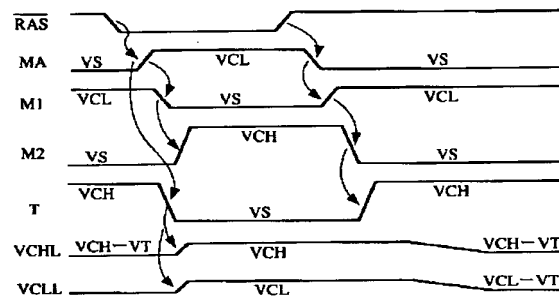
【図10】

図 10



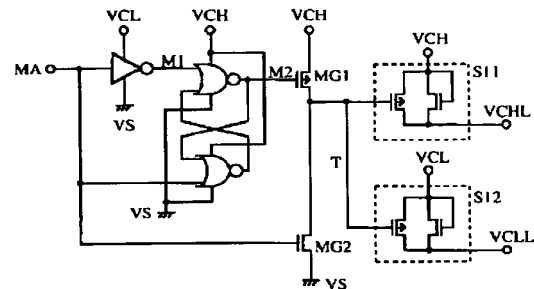
【図12】

図 12



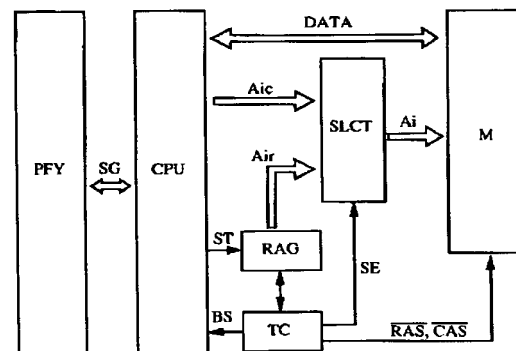
【図11】

図 11



【図13】

図 13



フロントページの続き

(51) Int. Cl.⁷
H03K 19/0948

識別記号

FI
G11C 11/34
H03K 19/094

特コード (参考)

354F
B

(72) 発明者 川尻 良樹
東京都国分寺市東恋ヶ窪 1 丁目 280 番地
株式会社日立製作所中央研究所内
(72) 発明者 秋葉 武定
千葉県茂原市早野 3681 番地 日立デバイス
エンジニアリング株式会社内

(72) 発明者 堀口 真志
東京都国分寺市東恋ヶ窪 1 丁目 280 番地
株式会社日立製作所中央研究所内
(72) 発明者 渡部 隆夫
東京都国分寺市東恋ヶ窪 1 丁目 280 番地
株式会社日立製作所中央研究所内

(11) 特2000-82285 (P2000-822U5)

(72)発明者 橘川 五郎
東京都国分寺市東恋ヶ窪1丁目280番地
株式会社日立製作所中央研究所内

(72)発明者 川瀬 靖
千葉県茂原市早野3681番地 日立デバイス
エンジニアリング株式会社内

(72)発明者 立花 利一
千葉県茂原市早野3681番地 日立デバイス
エンジニアリング株式会社内

(72)発明者 青木 正和
東京都国分寺市東恋ヶ窪1丁目280番地
株式会社日立製作所中央研究所内